

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-098831
 (43)Date of publication of application : 09.04.1999

(51)Int.CI. H02M 3/28
 H02M 7/217

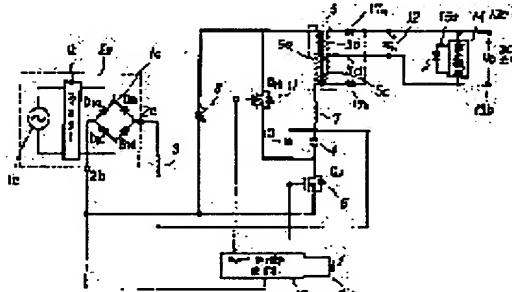
(21)Application number : 09-253615 (71)Applicant : SHARP CORP
 (22)Date of filing : 18.09.1997 (72)Inventor : KITANO SABURO

(54) SWITCHING POWER SUPPLY EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce power consumption at light load by preserving exciting energy of an inductance of a loop circuit constituted of a series combination of a parallel circuit of an inductance and a main switching device and a parallel circuit of a capacitor and a diode until the next turn-off of a sub switching device and using it as regenerative power.

SOLUTION: When voltage is induced in a secondary winding 5b of a main transformer 5, charging current is caused to flow in a filter capacitor 12 at the secondary side through a diode 17a. At that time, a combined inductance of a parallel combination of a series circuit of a primary winding 5a of the transformer and a choke coil 7, and a choke coil 3, generates resonance current together with a capacitor 4 for resonance. The ON/OFF of transistors Q1, Q2 is controlled by a PWM control circuit 9. By making a component of voltage higher than $\sqrt{2}$ times as much as the AC voltage Es be hardly induced in a filter capacitor 8 or making a component of charging voltage caused by the in-flow of regenerative current small, a power factor can be improved. Therefore, whether a switching frequency is fixed or variable, a switching device can be softly turned on at a desired timing.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 04.08.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3354454

[Date of registration] 27.09.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

BEST AVAILABLE COPIE

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-98831

(43)公開日 平成11年(1999)4月9日

(51) Int.Cl.⁸

H 02 M 3/28
7/217

識別記号

F I

H 02 M 3/28
7/217

Q

審査請求 未請求 請求項の数 5 O.L (全 16 頁)

(21)出願番号

特願平9-253615

(22)出願日

平成9年(1997)9月18日

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 北野 三郎

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ヤープ株式会社内

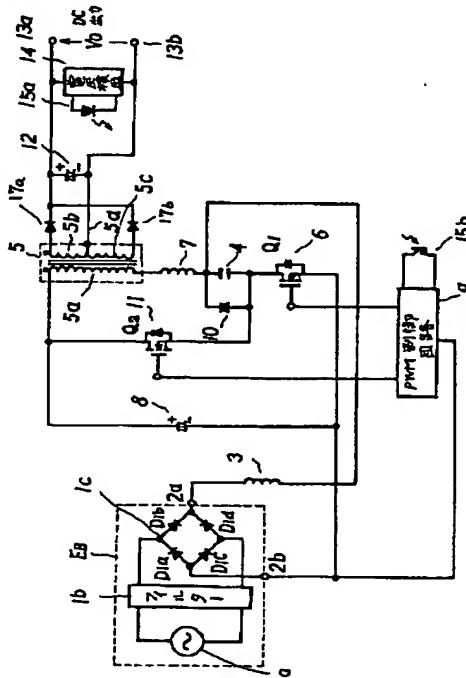
(74)代理人 弁理士 梅田 勝

(54)【発明の名称】スイッチング電源装置

(57)【要約】

【課題】スイッチング電源装置の出力電流の大小に関して、スイッチング周波数が変動し、出力電流が少ない時の消費電力を少なくすることができなかった。また、スイッチング周波数が変動するため、搭載機器の不要輻射による影響を広範囲な周波数帯域について配慮する必要があった。

【解決手段】直流電源、インダクタンス、コンデンサ、主スイッチング素子及び副スイッチング素子を含むスイッチング電源回路において、インダクタンスに蓄積された励磁エネルギーをループ回路にて、次回の副スイッチング素子のターンオフのタイミング迄温存し、回生電力として利用することを特徴とするものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源、インダクタンス、コンデンサ、主スイッチング素子及び副スイッチング素子を含むスイッチング電源回路において、該インダクタンスと該主スイッチング素子及び該コンデンサとダイオードの並列回路とを直列に接続してループ回路を形成し、該ループ回路の該インダクタンスに蓄積された励磁エネルギーを次回の副スイッチング素子のターンオフのタイミング迄温存し、回生電力として利用することを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 請求項1記載のスイッチング電源回路において、直流電源、主トランスの1次巻線、チョークコイル、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、共振コンデンサにダイオードが並列接続され、該共振コンデンサと主スイッチング素子との接続点と、直流電源とトランスの1次巻線との接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振コンデンサの静電エネルギーをトランスの1次巻線とチョークコイルの励磁エネルギーに変換し、この1次巻線とチョークコイルの励磁エネルギーにより発生した励磁電流を、共振コンデンサに並列接続されたダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後、副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするスイッチング電源装置。ここに、一定期間とは、副スイッチング素子のターンオフ後、主スイッチング素子の寄生ダイオードを通して励磁電流が流れている期間とする。

【請求項3】 請求項1記載のスイッチング電源回路において、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、第1のチョークコイル、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサとトランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、第1のチョークコイルと共に共振コンデンサの接続点を第2のチョークコイルにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に

主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線と第1のチョークコイルの励磁エネルギーに変換し、この1次巻線と第1のチョークコイルの励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするスイッチング電源装置。ここに、一定期間とは、副スイッチング素子のターンオフ後、主スイッチング素子の寄生ダイオードを通して励磁電流が流れている期間とする。

【請求項4】 請求項1記載のスイッチング電源回路において、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサと主トランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、主トランスの1次巻線と共振コンデンサの接続点を副トランスにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線の励磁エネルギーに変換し、該主トランスの1次巻線の励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするスイッチング電源装置。ここに、一定期間とは、副スイッチング素子のターンオフ後、主スイッチング素子の寄生ダイオードを通して励磁電流が流れている期間とする。

【請求項5】 請求項1記載のスイッチング電源回路において、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、副トランスの1次巻線、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランス及び副トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、

1次側の平滑コンデンサと主トランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたプリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、副トランスと共振コンデンサの接続点をチョークコイルにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線と副トランスの1次巻線の励磁エネルギーに変換し、該主トランスの1次巻線と副トランスの1次巻線の励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするスイッチング電源装置。ここに、一定期間とは、副スイッチング素子のターンオフ後、主スイッチング素子の寄生ダイオードを通して励磁電流が流れている期間とする。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、効率改善機能を有する共振型AC-D Cコンバーター等のスイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】トランスを有するスイッチング電源装置の従来例のとして、特開平8-289540号公報、発明の名称：スイッチング電源装置、出願人：サンケン電気株式会社、があり、その主要回路図を図15に、その主要動作波形を図16に示す。

【0003】図15において、このスイッチング電源装置は、一对の直流電源端子間に昇圧用リアクトル50を介して接続された電源用コンデンサ51(C₅₁)と、前記電源用コンデンサ51に対して並列に接続された第1のスイッチ52(Q₅₂)及び第2のスイッチ53

(Q₅₃)の直列回路と、前記第2のスイッチ52に対して並列に接続された共振用インダクタンスを有するトランス54の1次巻線N₁(L_r)と共振用コンデンサ56(C_r)との直列回路又は共振用リアクトルとトランスの1次巻線と共振用コンデンサとの直列回路と、前記1次巻線に電磁結合されたトランスの2次巻線と、前記2次巻線に接続された出力整流平滑回路と、前記第1と第2のスイッチを交互にオン、オフするためのスイッチ制御回路と、その一端が前記一对の直流電源端子の一方と前記昇圧用リアクトルとの間に接続され、その他端が前記1次巻線と前記共振用コンデンサとの間に接続された昇圧用コンデンサとを備えた構成となっている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、この従

来例のスイッチング電源装置においては以下に示すような問題点がある。

【0005】1) この従来例のスイッチング電源装置は、前記第1スイッチQ₅₂及び第2のスイッチQ₅₃のスイッチング周波数を変化させることにより、出力DC電圧の安定化を図っている。即ち、出力負荷電流が大の場合はスイッチング周波数を低くし、逆に出力負荷電流が小の場合はスイッチング周波数を高くすることにより、出力電圧値の制御を行っており、この結果、下記のような問題点がある。

【0006】(a) スイッチを0ボルトでターンオンさせるため、スイッチ両端間に浮遊容量にチャージされている電荷を引き抜く必要があり、この操作に必要なエネルギーがスイッチング周波数に比例して増加する。図16のタイミングt₄～t₅及びt₈～t₉の期間に、トランス54の1次巻線N₁(L_r)内に蓄積された励磁エネルギーによりこの操作を行う。従って、前のプロセスにて、1次巻線N₁(L_r)内に当該エネルギーを余分に蓄積しておく必要があり、これに相当した鉄損がトランス54内に発生する。従って、発振周波数が増加するに従い、トランス54内の鉄損が増加するという欠点がある。

【0007】(b) スイッチング周波数が変化すると、搭載機器の不要輻射及び搭載機器に与える誤動作の点で望ましくないことが生じる。例えば、PWM制御のスイッチングレギュレーターの場合、スイッチング周波数が固定のため、主にスイッチング基本周波数とその高調波成分のノイズが発生するのみであり、不要輻射及び機器の誤動作対象に關し、これらの周波数成分による影響のみを配慮すれば良いことになる。一方、上記の従来例の場合、スイッチング周波数が連続的に変化するため、全周波数に対するノイズによる影響を配慮して、機器の設計を行わなければならない。

【0008】2) 図15等に示される従来例の回路は、平滑コンデンサー57の充電電圧値が、出力負荷電流の増加に伴い上昇するため、スイッチングトランジスタ(Q₅₂、Q₅₃)の選定時、ドレインソース間耐電圧定格の高いものを選択する必要がある。また、当該スイッチングトランジスタにTFTトランジスタを採用する場合(現状スイッチング周波数を高くする場合、TFTトランジスタを採用せざるを得ない)、当該トランジスタの一般的な特性としてドレインソース間耐電圧定格の高い品種ほど導通抵抗が高くなる傾向があり、これが電源変換効率の低下の要因となる。また、従来例の明細書の【コンデンサーC₁の充動動作】の項(段落0018)に記載されている通り、図15のコンデンサー56(C_r)の電圧V_{c_r}は、負荷電流の増加に伴い増加する特性がある(図16参照)ため、これに従い平滑コンデンサー51(C₅₁)の充電電圧が上昇する性質がある。

【0009】c) 上記a)項と関連するが、最近の傾向

として、出力電流が軽負荷時（特に無負荷時）のスイッチングレギュレーターの消費電力を軽減するため、出力電流の軽負荷時スイッチング周波数を急激に下げる事が求められているが、この従来例のスイッチング電源装置では対応出来ない。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1記載のスイッチング電源装置は、直流電源、インダクタンス、コンデンサ、主スイッチング素子及び副スイッチング素子を含むスイッチング電源回路において、該インダクタンスと該主スイッチング素子及び該コンデンサとダイオードの並列回路とを直列に接続してループ回路を形成し、該ループ回路の該インダクタンスに蓄積された励磁エネルギーを次回の副スイッチング素子のターンオフのタイミング迄温存し、回生電力として利用することを特徴とするものである。

【0011】また、本発明の請求項2記載のスイッチング電源装置は、直流電源、主トランスの1次巻線、チョークコイル、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、共振コンデンサにダイオードが並列接続され、該共振コンデンサと主スイッチング素子との接続点と、直流電源とトランスの1次巻線との接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振コンデンサの静電エネルギーをトランスの1次巻線とチョークコイルの励磁エネルギーに変換し、この1次巻線とチョークコイルの励磁エネルギーにより発生した励磁電流を、共振コンデンサに並列接続されたダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後、副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0012】また、本発明の請求項3記載のスイッチング電源装置は、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、第1のチョークコイル、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサとトランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタに

より接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、第1のチョークコイルと共振コンデンサの接続点を第2のチョークコイルにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線と第1のチョークコイルの励磁エネルギーに変換し、この1次巻線と第1のチョークコイルの励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0013】また、本発明の請求項4記載のスイッチング電源装置は、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサと主トランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、主トランスの1次巻線と共振コンデンサの接続点を副トランスにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線の励磁エネルギーに変換し、該主トランスの1次巻線の励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0014】さらに、本発明の請求項5記載のスイッチング電源装置は、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、副トランスの1次巻線、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランス及び副トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサと主トランス1次巻線の接続点に

線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、副トランスと共振コンデンサの接続点をチョークコイルにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線と副トランスの1次巻線の励磁エネルギーに変換し、該主トランスの1次巻線と副トランスの1次巻線の励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0015】また、上記の課題を解決するため本発明は、出力電圧制御をPWM制御で行う。そして、平滑コンデンサーを充電するに際し、昇圧するという従来の技術思想を棄て、スイッチングトランジスタを0ボルトオンさせるため、スイッチングトランジスタ両端間に存在する浮遊容量のチャージ電荷を引き抜くために流す電流（以後回生電流と呼称する）をただ単に平滑コンデンサーに電荷として蓄積し、例えばAC入力電圧が低い期間（ブリッジ整流ダイオード出力電圧はAC電源の周波数の2倍で変動する）当該平滑コンデンサーに蓄積された電荷を放出することにより、電圧不足分を補充するという全く新しい技術思想に立脚している。

【0016】

【発明の実施の形態】図1～図14は本発明の一実施の形態に関する図であり、図面に従って説明する。

【0017】【第1の実施の形態】本発明の第1の一実施の形態によるスイッチング電源装置を図1～図8を用いて説明する。図1において、スイッチング電源装置は、商用電源からなる交流電源1aと、高周波成分除去用フィルター1bと、4つのダイオードD1a、D1b、D1c、D1dを持つブリッジ整流回路1cから成る直流電源EBと、2つのスイッチングトランジスタQ1とQ2と、トランス5と、PWM制御回路9等を含む制御部とから成る。

【0018】直流電源EBは一对の電源出力端子2a、2bを持ち、チョークコイル3と共振用コンデンサ4と第1のスイッチングトランジスタ（Q1）6とが接続され、1つのループを形成している。さらに、第1のスイッチングトランジスタ（Q1）6、共振用コンデンサ4、チョークコイル7、トランス5の1次巻線5a、及び1次側の平滑コンデンサ8とが直列に接続されて、1つのループ回路を形成している。第1のスイッチングトランジスタ（Q1）6は主スイッチング素子と呼ばれ、チョークコイル7は第1のチョークコイルと呼ばれ、チ

ヨークコイル3は第2のチョークコイルと呼ばれる。

【0019】また、直流電源EBのもう一方の電源出力特端子2bには、スイッチングトランジスタ6のソース端子及びPWM制御回路9のGND端子とが接続されている。共振用コンデンサ4には、並列ダイオード10が並列に接続され、この並列回路と、第1のスイッチングトランジスタ（Q1）6との接続点に、第2のスイッチングトランジスタ（Q2）11のソース端子が接続されている。第2のスイッチングトランジスタ（Q2）11のドレイン端子には、トランス5の1次巻線5aの一端と1次側の平滑コンデンサ8の一端とが接続されている。そして、スイッチングトランジスタ（Q2）11、トランス5の1次巻線5a、チョークコイル7、ダイオード10で構成される直列ループは、後述する如く所謂「ぐるぐる回りの閉ループ」を形成している。第2のスイッチングトランジスタ（Q2）11は副スイッチング素子と呼ばれる。

【0020】トランス5の2次巻線は、中間タップ5dにより、5bと5cとに分割されている。トランス5の2次巻線の中間タップ5dは、2次側の平滑コンデンサ12の負極端子に接続され、2次巻線5b及び5cのもう一方の端子は各々ダイオード17a及び17bを介して、2次側の平滑コンデンサ12の正極端子に接続されている。2次巻線の中間タップ5dは、2次側の平滑コンデンサ12の負極端子に接続されている。

【0021】2次側の平滑コンデンサ12の正負の両端子は、各々DC（直流）出力端子13a及び13bに接続され、このDC出力端子からスイッチング電源装置の出力電流を取り出す。DC出力端子13a及び13b間には電圧検出回路14が接続されており、この電圧検出回路14の出力量は、フォトダイオード15aと受光素子15bとの対でフォトカプラー15を構成しており、フォトダイオード15aから光信号として出力される。

【0022】PWM制御回路9には、フォトカプラー15のフォトトランジスタ（受光素子）15bが接続されており、PWM制御回路の出力端子（複数）は、トランジスタ（Q1）6及び（Q2）11のベースに各々接続されている。

【0023】【動作の説明】次に、第1の実施の形態の通常状態における図1の回路動作を説明する。スイッチング電源回路の動作波形は図8に示され、図8の各記号は、

E_{Q1G} ：トランジスタ6（Q1）のゲート電圧、

E_{Q2G} ：トランジスタ11（Q2）のゲート電圧、

I_{IN} ：チョークコイル3を流れる電流、

I_{L1} ：チョークコイル7を流れる電流、

I_{Q1} ：トランジスタQ1を流れる電流、

I_{Q2} ：トランジスタQ2を流れる電流、

E_{Q1} ：トランジスタQ1のドレイン-ソース間電圧、

E_{C2} ：共振用コンデンサ4の両端電圧、

I_{D1} : トランス2次巻線5bよりダイオード17aを通して、2次側の平滑コンデンサ12を充電する電流、
 I_{D2} : トランス2次巻線5cからダイオード17bを通して2次側の平滑コンデンサ12を充電する電流、
 E_{Q2} : パワートランジスタQ2(11)のドレイン-ソース間電圧。

であり、各波形を横軸に共通の時間軸をとって表してある。また、図2～図7において、 I_{IN} 、 I_{L1} 、 I_{Q1} 、 I_{Q2} 、 I_{D1} 、 I_{D2} の各電流の正負の方向は、次の通り定義する。

【0024】 I_{IN} ：電源出力端子2aから共振用コンデンサ4に流れる方向を正方向

I_{L1} ：主トランスの1次巻線5aからチョークコイル7に流れる方向を正方向

I_{Q1} ：スイッチング素子のドレインからソースに向かって流れる方向を正方向

I_{Q2} ：スイッチング素子のドレインからソースに向かって流れる方向を正方向

I_{D1} ：主トランスの2次巻線5bからダイオード17aを経由してコンデンサ12を充電電荷する方向を正方向

$$E_{C1} = \sqrt{2} \times E_a + a$$

但し、 E_a ：交流電源 E_s の実効値

a ：回生電流がコンデンサ C_1 に流入した結果発生する充電電圧

同時に、トランスの2次巻線5bに電圧が誘起され、ダイオード17aを通して、2次側の平滑コンデンサ12に、充電電流 I_{D1} を流す。この時概略的には、トランスの1次巻線5aとチョークコイル7との直列回路に、チョークコイル3とが並列接続された合成インダクタンスが、共振用コンデンサ4と電流共振する。図8に示す通り、チョークコイル3を流れる電流 I_{IN} 、チョークコイル7を流れる電流 I_{L1} 、トランジスタQ1を流れる電流 I_{Q1} 、及び共振用コンデンサ4の両端電圧 E_{C2} は正弦波曲線に沿って増大する。又、ダイオード17aを流れる電流 I_{D1} も電流 I_{L1} に相似した曲線で増大する。

【0027】(2) [タイミング $t_2 \sim t_4$ 間の動作説明] (Q1はoff、Q2はoff → on)

図8に示すタイミング t_2 でトランジスタQ1がオフすると、トランスの1次巻線5a、チョークコイル7に蓄積されていた励磁エネルギーにより、図3の実線で示す斜線を矢印方向に電流 I_{L1} が流れる。この時、この電流 I_{L1} と後述の電流 I_{IN} とは、先ずトランジスタQ2のドレイン-ソース間に存在する浮遊容量にチャージされている充電電荷を引き抜いた後、トランジスタQ2のドレイン-ソース間に寄生するダイオードを通して流れる。従って、必要に応じトランジスタQ2のドレイン-ソース間に並列に小容量のコンデンサを追加接続しても良いことは当然である。この小容量のコンデンサを接続追加すると、電圧 E_{Q2} は緩やかに変化し、トランジスタQ2の電力消費を減少させることができる。(図8上では説

I_{D2} ：主トランスの2次巻線5cからダイオード17bを経由してコンデンサ12を充電電荷する方向を正方向。

そして、トランジスタQ1、トランジスタQ2のon、offの制御はPWM制御回路9からの制御信号により行われる。

【0025】(1) [タイミング $t_1 \sim t_2$ 間の動作説明] (Q1はon、Q2はoff)

図2において、第1のスイッチングトランジスタ(Q1)6はonしており、第2のスイッチングトランジスタ(Q2)11はoffしている。点線にて表示される電流 I_{IN} は、電源出力端子2aからチョークコイル3、共振用コンデンサ4、トランジスタQ1及び電源出力端子2bのループを矢印の方向に流れる。

【0026】1次側の平滑コンデンサ8は通常状態において、式1に示す電圧 E_{C1} で常に充電されており、この充電電荷による電流 I_{L1} が、トランス5の1次巻線5a、チョークコイル7、共振用コンデンサ4、及びトランジスタQ1のループを実線で示す方向に流れる。ここに、

(式1)

明簡略化のため、垂直に変化するように図示してあるが、実際にはトランジスタQ2のドレイン-ソース間容量の影響により多少勾配を持って変化する。) また、同様の理由により、必要に応じトランジスタQ1のドレイン-ソース間に、小容量のコンデンサを並列接続しても良いことは当然である。

【0028】また、チョークコイル3に蓄積されていた励磁エネルギーにより、図3の点線示される電流 I_{IN} は、電源出力端子2aからチョークコイル3、共振用コンデンサ4、トランジスタQ2、1次側の平滑コンデンサ8、及び電源出力端子2bのループを矢印の方向に流れる。また、電流 I_{IN} は、トランジスタQ2内で上述の電流 I_{L1} と合流する。この時、前述のタイミング $t_1 \sim t_3$ 間の場合と同様に、共振用コンデンサ4、チョークコイル3、チョークコイル4、及びトランスの1次巻線5aは電流共振状態にあるため、電流 I_{IN} 、 I_{L1} 、 I_{Q2} 及び電圧 E_{C2} は、図8上に示す通り、正弦波形の軌跡に沿って変化する。更に、電流 I_{D2} も円弧状に増加する。

【0029】タイミング $t_2 \sim t_4$ の期間は、トランジスタQ2の寄生ダイオード内を電流が流れしており、トランジスタQ2のドレイン-ソース間の電圧値が0Vのため、PWM制御回路9からの制御信号により、タイミング $t_2 \sim t_4$ の期間内に E_{Q2c} をハイにすることにより、トランジスタQ2をソフトオンすることが出来る。

【0030】(3) [タイミング $t_4 \sim t_5$ 間の動作説明] (Q1はoff、Q2はon)

タイミング t_4 でチョークコイル3、チョークコイル7、トランスの1次巻線5a内の励磁エネルギーの放出

が完了する ($I_{IN} = 0$) と、共振用コンデンサ4の両端電圧 E_{C2} が最大となる。トランジスタ Q_2 は既にタイミング t_3 で、ゲート電圧 E_{Q2G} のハイの信号により $o\ n$ されており、共振用コンデンサ4の充電電荷は、図4の実線で示すルートを矢印方向に流れ、放電を開始する。

【0031】この期間内は、スイッチング電源装置はトランスの1次巻線5a、チョークコイル7、及び共振用コンデンサ4による電流共振状態にあり、電流 I_{L1} 、 I_{Q2} 、及び電圧 E_{C2} は、図8に示されるように、正弦波の軌跡にそって変化する。また、充電電流 I_{D2} もこれに伴って正弦波軌跡を描きながら減衰する。

【0032】(4) [タイミング $t_5 \sim t_6$ 間の動作説明] (Q_1 は $o\ f\ f$ 、 Q_2 は $o\ n$)

タイミング t_5 で、共振用コンデンサ4の放電が終了すると、電流 I_{L1} は、トランジスタ Q_2 、ダイオード10、チョークコイル7、トランスの1次巻線5a、のループを流れる。この時、当該ループ内の導通抵抗（ここに導通抵抗とは、ダイオードの順方向電圧降下によるトランジスタ Q_2 の導通抵抗、その他ループ内の抵抗を意味する）が低いため、次のタイミング t_6 でトランジスタ Q_2 が $o\ f\ f$ する迄ほとんど減衰することなく、同一ループ内をぐるぐる回り続ける（この状態を“ぐるぐる回り”と呼称する）。

【0033】(5) [タイミング $t_6 \sim t_8$ 間の動作説明] (Q_1 は $o\ f\ f \rightarrow o\ n$ 、 Q_2 は $o\ f\ f$)

タイミング t_6 で、PWM制御回路9からの制御信号により、トランジスタ Q_2 のゲート電圧 E_{Q2G} をローにすることにより、トランジスタ Q_2 が $o\ f\ f$ し、電流 I_{L1} は

$$I_{L1} = I_{Q1} + I_{IN}$$

図8に示す通り、電流 I_{L1} は時間経過に伴い減少し、電流 I_{IN} は時間経過に伴い増加するため、タイミング t_8 で両者の絶対値の大きさが等しくなる。

【0037】また、この期間において、トランスの1次巻線5a及びチョークコイル7に、平滑コンデンサ8を充電する方向の誘起電圧が発生し、2次巻線5bにも同様に発生することから、電流 I_{D1} は図8に示す通り、タイミング t_6 の時点より流れ始める。

【0038】(6) [タイミング $t_8 \sim t_1$ 間の動作説明] (Q_1 は $o\ n$ 、 Q_2 は $o\ f\ f$)

タイミング t_8 で、電流 I_{IN} は図7に示す通り、トランジスタ Q_1 の方向に流れ始めるため、共振用コンデンサ4は充電を開始され、電圧 E_{C2} は上昇を開始する。電流

$$V_{DC}(t) = \sqrt{2}E_{AS} \sin$$

チョークコイル3を流れる電流 I_{IN} は、タイミング $t_6 \sim t_2$ の期間、チョークコイル3の両端間電圧に比例して増加する。チョークコイル3と共振用コンデンサ4の接続部分の電圧、即ち、 E_{C2} が電圧 $V_{DC}(t)$ に左右されないと仮定をすれば（実際は多少変化するが）、チョークコイル3の両端間電圧は、電圧 $V_{DC}(t)$ に一次的に依存し、その他の因子の影響も多少あるが、本発明に

図6に示す通り、トランジスタ Q_1 、トランジスタ Q_1 の寄生ダイオード、ダイオード10、チョークコイル7、及びトランスの1次巻線5aのループを流れ、1次側の平滑コンデンサ8を充電する。例えば、スイッチング周波数 100kHz 程度の時、大容量値の平滑コンデンサ8の容量値としては $1500\mu\text{F}$ 程度、出力電流値のピーク値は約 8A 程度、に設定されているため、この充電により充電電圧が急上昇せず、一定である。従って、この期間電流 I_{L1} は図8に示すように、直線的に減少し、0レベルに向かう。

【0034】また、電流 I_{L1} は、トランジスタ Q_1 の寄生ダイオードを通過する前に、まずトランジスタ Q_1 のドレインーソース間に存在する浮遊容量にチャージされている電荷を引き抜き、その後トランジスタ Q_1 の寄生ダイオード内を流れる。従って、寄生ダイオード内を電流が流れている期間中の任意のタイミング (t_7) で、PWM制御回路9からの制御信号により、トランジスタ Q_1 のゲート電圧 E_{Q1G} をハイにし、トランジスタ Q_1 を $o\ n$ にすることにより、トランジスタ Q_1 をソフト $o\ n$ することが出来る。

【0035】また、タイミング t_6 で上述の通り、トランジスタ Q_1 のドレインーソース間電圧が 0V となるため、図6の点線で示すルートを矢印方向に電流 I_{IN} は流れ始め、チョークコイル7と共振用コンデンサ4の接続点で電流 I_{L1} と合流する。これを数式で示すと下記の（式2）となる。

【0036】

（式2）

I_{L1} は、この後もしばらく図7上に I_{L1} (a) の実線矢印の方向に流れがるが、トランスの1次巻線5a及びチョークコイル7の励磁エネルギーの放出が完了すると、平滑コンデンサ8が放電を開始し、図7上に I_{L1} (b) にて示す実線矢印の方向に流れ始める。この期間、トランスの2次巻線5bに、タイミング $t_6 \sim t_8$ の期間と同一方向の誘起電圧が発生しているため、図8に示すように、電流 I_{D1} は増加し続ける。

【0039】[力率改善状態の動作説明] 交流電源 E_S の実効値を E_a 、周波数を f_a とすると、電源出力端子2a、2b間の電圧 $V_{DC}(t)$ は、図9に実線で示す通り時間的に変化する波形となり、これを数式で示すと下記の（式3）となる。

（ $2\pi f_a t$ ） （式3）

においては、電流 I_{IN} は、図9に点線で示されるような曲線の良好な結果を得た。力率データーの一例は、力率：0.98～0.995程度と高い値である。

【0040】このような良好な力率データーを得るには、平滑コンデンサ8の充電電圧 E_{C1} を（式1）に示すように、 $\sqrt{2} \times E_S$ より高くする必要があるが、高く設定し過ぎるとトランジスタ Q_1 、 Q_2 に高耐圧のトランジ

スタを採用する必要がある。高耐圧のトランジスタは、一般的に、オン抵抗（導通抵抗）が高く、高耐圧のトランジスタを採用すると、AC-DC変換効率が低下する。従って、充電電圧E_{C1}は（式1）のα分を出来るだけ少なくすることが望ましく、この最適設定を、「トランジスタの1次巻線1aのインダクタンス値とチョークコイル7のインダクタンス値の総和」と「チョークコイル3のインダクタンス値」との比率を調整することにより、設定することが出来る。この因果関係を表1に示す。

【0041】

【表1】

A/B	C8の充電電流	C8の放電電流	C8の充電電圧E _{C1}
増加	増加	減少	高
減少	減少	増加	低

A:トランジスタの1次巻線1aとチョークコイル7のインダクタンス値の総和

B:チョークコイル3のインダクタンス値

【0042】【PWM制御関連の動作】 PWM制御回路9は、DC出力電圧値のデーターを電圧検出部14からフォトカプラー15を介して受信し、トランジスタ（Q₁）6及び（Q₂）11をPWM制御にて制御する。従って、タイミングt₁～t₈の周期時間は常に固定されているが、2次側の負荷条件、電源出力端子2a、2b間の電圧V_{DC}（t）の値、等により、図8に示すタイミングt₁～t₅及びt₆～t₈の各期間の長さは変化する。タイミングt₅～t₆の期間は、上記の期間を解決するためのもので、他の期間が伸びた場合この期間を短くし、逆に他の期間が短縮した場合この期間を長くすることにより全周期が変化しないようにする。また、この期間は前述の通り、トランジスタの1次巻線5a及びチョークコイル7に蓄積されている励磁エネルギーを温存保持し、タイミングt₆でこの励磁エネルギーによりトランジスタQ₁を0ボルトオンさせる。

【0043】【第2の実施の形態】 図10に、第2の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路を示す。本発明は第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路である図1を、トランジスタの2次巻線電圧の整流処理をフォワード方式にしたものであり、比較的軽負荷で低コストを要求されるスイッチング電源回路の用途に適している。動作原理は、第1の実施例と同様であり、回路動作の説明は省略する。

【0044】【第3の実施の形態】 図11に、第3の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路を示す。本発明は第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路である図1を、トランジスタの2次巻線電圧の整流処理をフライバック方式にしたものであり、当フライバック方式の場合チョークコイル7は不要のため、除かれている。この方式も比較的軽負荷で低コストを要求されるスイッチング電源回路の用途に適している。動作原理は、第1の実施例と同様であり、回路動作の説明は省略する。

【0045】【第4の実施の形態】 図12に、第4の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路を示す。本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路である図1との相違点は下記の通りである。

ル7のインダクタンス値の総和」と「チョークコイル3のインダクタンス値」との比率を調整することにより、設定することが出来る。この因果関係を表1に示す。

【0041】

【表1】

(1)図1から、チョークコイル3を削除し、電源端子2aを1次側の平滑コンデンサ8に直接接続している。

(2)本実施回路例は、第1の実施例から高力率化機能を省略したもので、PWM制御共振型電源としての特長は第1の実施例と同一である。

【0046】また、この第4の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路は、法規制の関係で高力率化機能の必要の無い用途に使用できる。また、動作原理は、第1の実施例と同様であり、回路動作の説明は省略する。

【0047】この他に本実施回路例のトランジスタ5の2次側巻線処理をフォワード方式及びフライバック方式に変更する実施例があるが、第2、第3の実施例の第1の実施例からの変更点説明から当然類推される内容のため、省略する。

【0048】【第5の実施の形態】 本発明の第5の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置を図13を用いて説明する。本発明は第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路である図1との相違点は下記の通りである。

(1)第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路の図1のチョークコイル7はトランジスタ5の1次側に接続されていたが、図13ではトランジスタ5の2次側に接続し、チョークコイル7aとした。従って、トランジスタ5の2次巻線5b、5cを流れる電流はダイオード17aまたは17bを介して、2次側のチョークコイル7aを通り、2次側の平滑コンデンサ12と接続され、2次側に出力電流を供給する。

(2)図1のチョークコイル3を廃し、チョークコイル3の機能を持つ副トランジスタ20の1次巻線20aを配設した。従って、直流電源E_Bは一対の電源出力端子2a、2bを持ち、電源出力端子2aには、副トランジスタ20の1次巻線20aと共振用コンデンサ4と第1のスイッチングトランジスタ（Q₁）6とが接続され、電源出力端子2bとで1つのループを形成している。また、副トランジスタ20の2次巻線20bは、タイミングt₂～t₅の期間、ダイオード21を介して、2次側の平滑コンデンサ12に電流を出力する。

【0049】この第5の実施の形態では、上記の第1の実施の形態よりも高いAC-DC変換効率を実現することができるが、コスト的には不利になる。第1の実施の形態では、図8のタイミング t_6 ～ t_2 間の期間に、電流 I_{1B} により、チョークコイル3内に蓄積された励磁エネルギーの一部は、下記のプロセスを経て、DC出力端子に移送される。

(a) 図8のタイミング t_2 ～ t_4 間の期間に、共振用コンデンサ4の静電エネルギーと、平滑コンデンサ8の充電エネルギーに変換される。

(b) プロセス(a)にて、共振用コンデンサ4に蓄積された静電エネルギーは、図8のタイミング t_4 ～ t_5 間の期間に、主トランジスタ5とチョークコイル7の励磁エネルギーに変換される。

(c) プロセス(b)にて、主トランジスタ5に蓄積された励磁エネルギーは、図8のタイミング t_4 ～ t_5 間の期間に、ダイオード17bを経由して、コンデンサ12の充電エネルギーに変換される。プロセス(b)と(c)とは同時に進行する。従って、上記の各プロセス毎に、共振用コンデンサ4の誘電正接、チョークコイル3及び主トランジスタ5のヒステリシスによる損失が発生する。

【0050】第5の実施の形態では、図8のタイミング t_6 ～ t_2 間の期間に、副トランジスタ20に蓄積された励磁エネルギーの一部は、ダイオード21を経由して、DC

出力端子に移送され、これ以外の他の部品を経由しないため、電力損失を少なくすることができる。

【0051】また、チョークコイル7及びチョークコイル7aは、主スイッチング素子Q1(6)がオンしている期間、主スイッチング素子Q1(6)のドレイン電流を一定値に制御するためのもので、1次側または2次側のいづれか一方に挿入する必要がある。しかし、1次側に挿入しても、また2次側に挿入しても、その効果は変わらない。

【0052】【第6の実施の形態】本発明の第6の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置を図14を用いて説明する。本発明は第5の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路である図13との相違点は下記の通りである。

(1) 第5の一実施の形態よりなるスイッチング電源回路の主トランジスタ5に直列に副トランジスタ30を直列接続している。

(2) 主トランジスタ5及び副トランジスタ30は、タイミング t_2 ～ t_5 の期間、表2に示す動作を行い、トランジスタの2次側に配設されたダイオード17a、17bを介して、2次側の平滑コンデンサ12と接続され、2次側に出力電流を供給する。

【0053】

【表2】

トランジスタの種別	タイミング期間	トランジスタの動作モード
主トランジスタ 5	t_6 ～ t_2	フライバック動作
	t_2 ～ t_5	フォワード動作
副トランジスタ 30	t_6 ～ t_2	フォワード動作
	t_2 ～ t_5	フライバック動作

【0054】主トランジスタ5は、主スイッチング素子Q1(6)がオンしている期間、第1の実施の形態のチョークコイル7の機能を果たし、主スイッチング素子Q1(6)のドレイン電流を制御する。また、副トランジスタ30は、副スイッチング素子Q2(11)がオンしている期間、チョークコイル7の働きをし、副スイッチング素子Q2(11)のドレイン電流を制御する。

【0055】また、第1の実施の形態においては、主トランジスタ5の1次巻線5a及び2次巻線5bのリーケージインダクタンスの影響により、主スイッチング素子Q1(6)がオフの時、僅かにノイズが発生するが、第6の実施の形態においては、このノイズをさらに低減することができる。

【0056】

【発明の効果】以上のように、本発明の請求項1記載のスイッチング電源装置によれば、直流電源、インダクタ、コンデンサ、主スイッチング素子及び副スイッチング素子を含むスイッチング電源回路において、該インダクタンスと該主スイッチング素子及び該コンデンサと

ダイオードの並列回路とを直列に接続してループ回路を形成し、該ループ回路の該インダクタンスに蓄積された励磁エネルギーを次回の副スイッチング素子のターンオフのタイミング迄温存し、回生電力として利用することを特徴とするものである。

【0057】従って、本発明のスイッチング電源装置によれば、スイッチング周波数固定のPWM制御方式やスイッチング周波数変動の制御方式等の制御方式に関係なく所望のタイミングで、スイッチング素子をソフトにオンすることができる。従って、出力無負荷時に、スイッチング周波数を低くする操作を行っても、スイッチング素子のソフトオン動作に異常が発生することが無い特徴がある。そして、スイッチング電源回路の変換効率を向上させることができるとともに、急峻な細かいパルス状の電流が回路を流れないと、ノイズの発生を極めて小さくすることができる。また、本発明の共振型ワンコンバーターは、電源装置入力電流の高力率化、高調波削減を、少ない部品点数にて実現できる。

【0058】また、本発明の請求項2記載のスイッチ

グ電源装置によれば、直流電源、主トランスの1次巻線、チョークコイル、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、共振コンデンサにダイオードが並列接続され、該共振コンデンサと主スイッチング素子との接続点と、直流電源とトランスの1次巻線との接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振コンデンサの静電エネルギーをトランスの1次巻線とチョークコイルの励磁エネルギーに変換し、この1次巻線とチョークコイルの励磁エネルギーにより発生した励磁電流を、共振コンデンサに並列接続されたダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後、副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0059】従って、本発明のスイッチング電源装置によれば、スイッチング周波数固定のPWM制御方式の条件において、容易に共振動作によるスイッチング素子のソフトオンを実現することができる。これにより、高効率化、低ノイズのスイッチング電源回路を実現することができる。また、スイッチング周波数が固定であるPWM制御方式であり、不要輻射対策、搭載機器への誤動作対策がやり易く、かつ出力軽負荷時の電力変換効率が周波数変動方式に比べて高くなるという長所がある。更に加えて、出力無負荷時のスイッチング周波数を極端に低くし、いわゆる「省エネルギー運転」が可能となる。また、本発明によれば、出力電流の多少に関係なくスイッチング周波数が一定であり、必要に応じ出力電流が少ない時、スイッチング周波数を下げ消費電力を少なくすることが可能なスイッチングレギュレーターが実現でき、且つ、入力電流が高効率であり、高性能である。また、共振型の場合は、低ノイズ下で、スイッチング周波数の高周波化も可能となる。

【0060】また、本発明の請求項3記載のスイッチング電源装置によれば、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、第1のチョークコイル、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサとトランス1次巻線の接続点を、副

スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、第1のチョークコイルと共振コンデンサの接続点を第2のチョークコイルにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線と第1のチョークコイルの励磁エネルギーに変換し、この1次巻線と第1のチョークコイルの励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0061】従って、本発明のスイッチング電源装置によれば、高効率化、低ノイズ化、に加えて、入力電流の高調波成分の少なく、且つ高力率化のスイッチング電源装置を実現することができる。

【0062】また、本発明の請求項4記載のスイッチング電源装置によれば、1次側の平滑コンデンサ、主トランスの1次巻線、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサと主トランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、主トランスの1次巻線と共振コンデンサの接続点を副トランスにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線の励磁エネルギーに変換し、該主トランスの1次巻線の励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0063】従って、本発明のスイッチング電源装置によれば、上記の請求項3の効果に加えて、更に、高効率化のスイッチング電源装置を実現することができる。

【0064】さらに、本発明の請求項5記載のスイッチング電源装置によれば、1次側の平滑コンデンサ、主ト

ランスの1次巻線、副トランスの1次巻線、共振用コンデンサ、主スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタを直列接続し、該主トランス及び副トランスの2次巻線に接続されたダイオードと平滑コンデンサによる整流平滑回路を経て直流出力を得るスイッチング電源回路であり、並列ダイオードが共振コンデンサに並列接続され、該共振用コンデンサと主スイッチング素子の接続点と、1次側の平滑コンデンサと主トランス1次巻線の接続点を、副スイッチング素子である絶縁ゲート型電界効果トランジスタにより接続し、更にAC商用電源に接続されたブリッジダイオード整流ブロックのDC出力端子と、副トランスと共振コンデンサの接続点をチョークコイルにより接続し、副スイッチング素子がターンオフした後に主スイッチング素子がターンオンし、該主スイッチング素子がターンオフした後に該副スイッチング素子の寄生ダイオードのオン期間中に副スイッチング素子をターンオンさせて、共振用コンデンサの静電エネルギーを主トランスの1次巻線と副トランスの1次巻線の励磁エネルギーに変換し、該主トランスの1次巻線と副トランスの1次巻線の励磁エネルギーにより発生した励磁電流を並列ダイオードと副スイッチング素子の回路に流して励磁エネルギーを保持し、所要期間経過後副スイッチング素子をオフし、一定期間内に主スイッチング素子をオンすることを特徴とするものである。

【0065】従って、本発明のスイッチング電源装置によれば、上記の請求項3の効果に加えて、更に、低ノイズのスイッチング電源装置を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の回路図である。

【図2】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置のタイミング t_1 ～ t_2 間の動作を説明するための回路図である。

【図3】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置のタイミング t_2 ～ t_4 間の動作を説明するための回路図である。

【図4】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置のタイミング t_4 ～ t_5 間の動作を説明するための回路図である。

【図5】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置のタイミング t_5 ～ t_6 間の動作を説明するための回路図である。

【図6】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置のタイミング t_6 ～ t_8 間の動作を説明するための回路図である。

【図7】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置のタイミング t_8 ～ t_1 間の動作を説明するための回路図である。

【図8】本発明の一実施の形態よりなるスイッチング電

源装置の回路を説明する動作波形である。

【図9】本発明の第1の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の電圧 $V_{dc}(t)$ の波形と電流 I_{in} の波形の時間的変化を示す図である。

【図10】本発明の第2の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の回路図である。

【図11】本発明の第3の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の回路図である。

【図12】本発明の第4の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の回路図である。

【図13】本発明の第5の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の回路図である。

【図14】本発明の第6の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の回路図である。

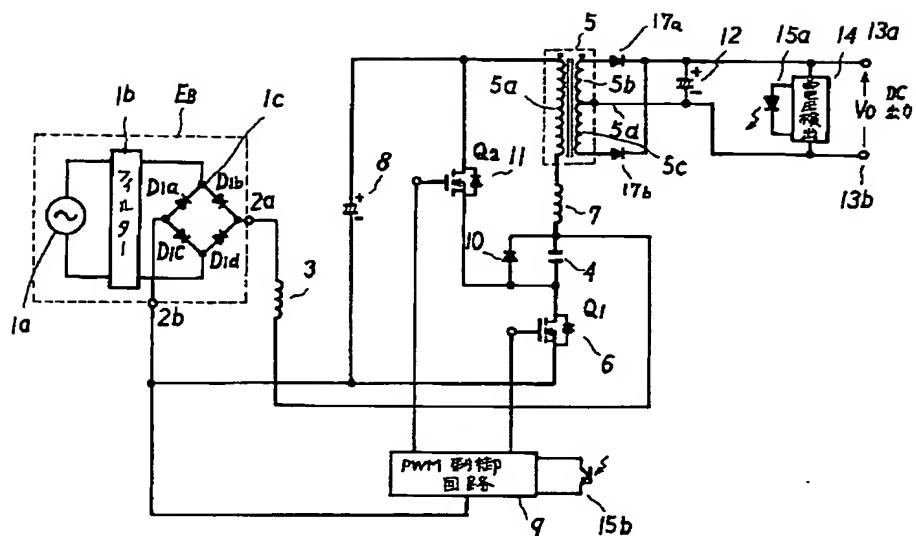
【図15】従来例のトランスを有するスイッチング電源装置の主要回路図である。

【図16】従来例のトランスを有するスイッチング電源装置の主要動作波形図である。

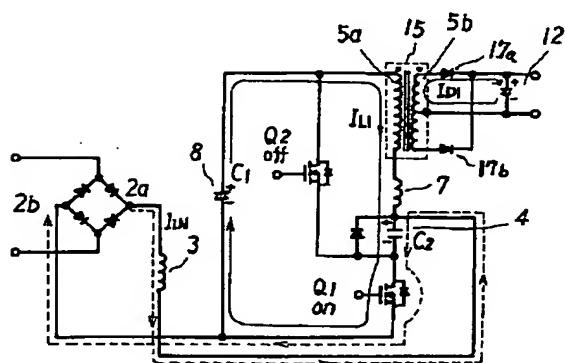
【符号の説明】

20	1 a 商用電源からなる交流電源
	1 b 高周波成分除去用フィルター
	1 c ブリッジ整流回路
	2 a, 2 b 直流電源 E_B の電源出力端子
	3 チョークコイル
	4 共振用コンデンサ
	5 a トランス5の1次巻線
	5 b, 5 c トランス5の2次巻線
	5 d トランス5の2次巻線の中間タップ
	5 主トランス
30	6 第1のスイッチングトランジスタ Q_1
	7 1次側のチョークコイル
	7 a 2次側のチョークコイル
	8 1次側の平滑コンデンサ
	9 PWM制御回路
40	10 並列ダイオード
	11 第2のスイッチングトランジスタ Q_2
	12 2次側の平滑コンデンサ
	13 a, 13 b 2次側のDC(直流)出力端子
	14 電圧検出回路
	15 フォトカプラー
	15 a フォトダイオード
	15 b 受光素子
	17 a, 17 b ダイオード
	20 副トランス
	20 a 副トランス20の1次巻線
	20 b 副トランス20の2次巻線
	30 副トランス
	30 a 副トランス30の1次巻線
	30 b 副トランス30の2次巻線

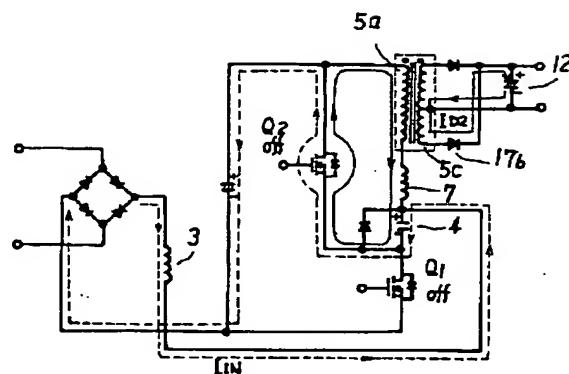
【図1】



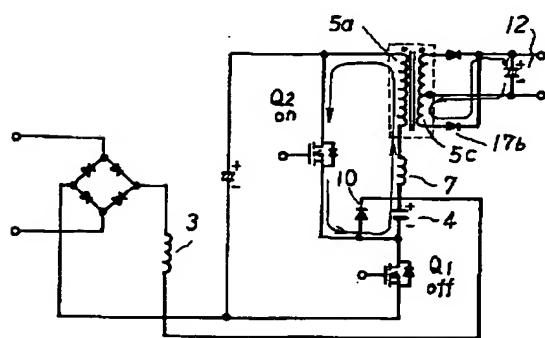
【図2】



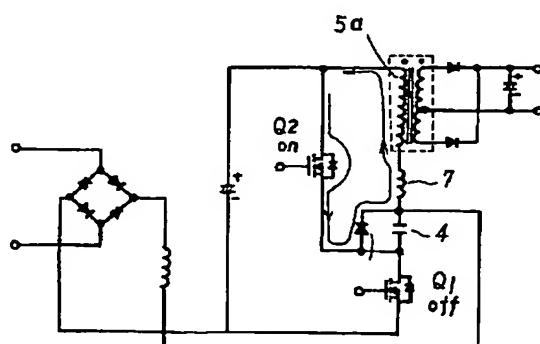
【図3】



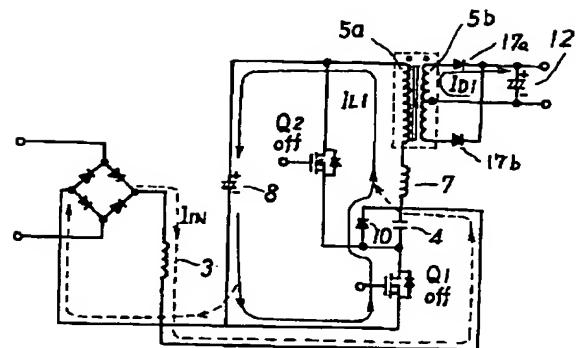
【図4】



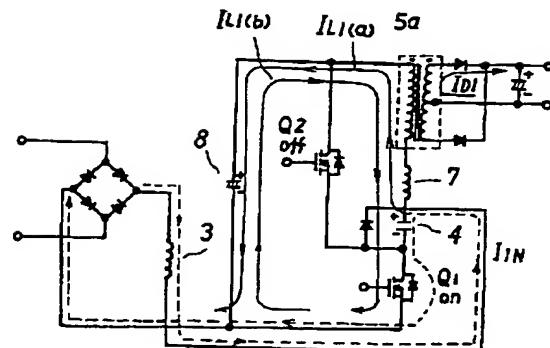
【図5】



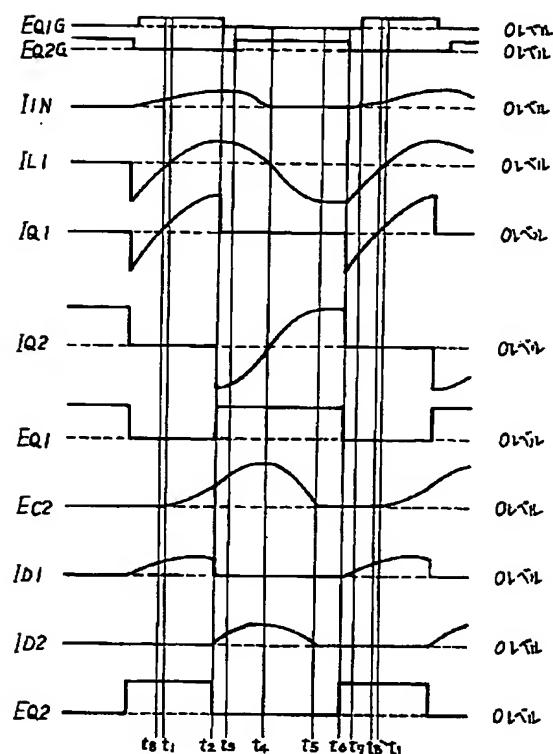
【図6】



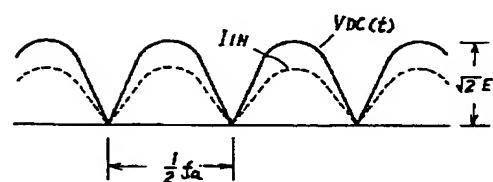
【図7】



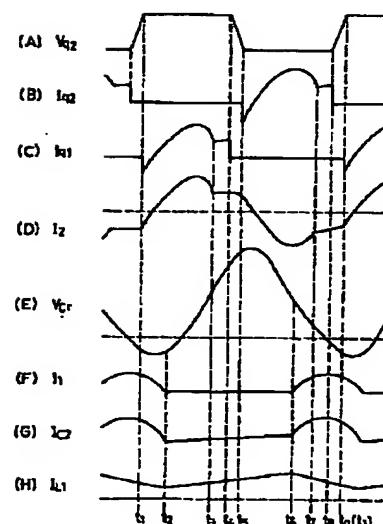
【図8】



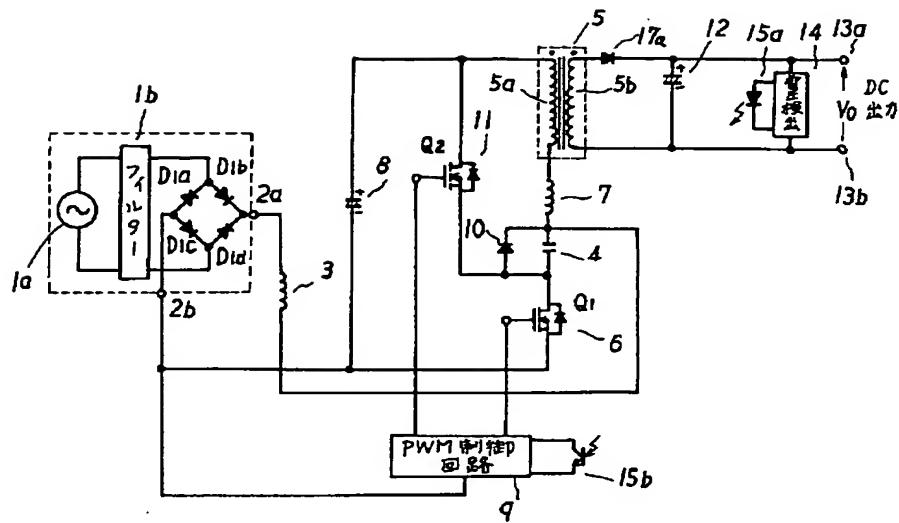
【図9】



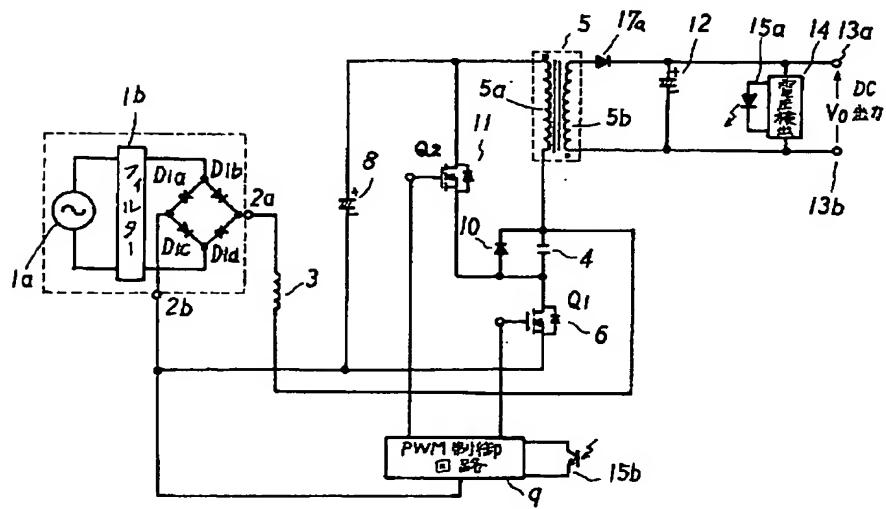
【図16】



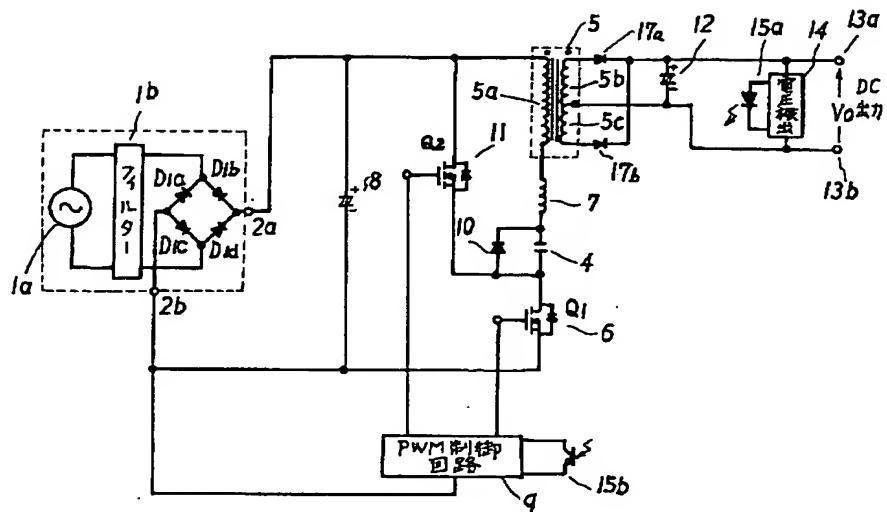
【図10】



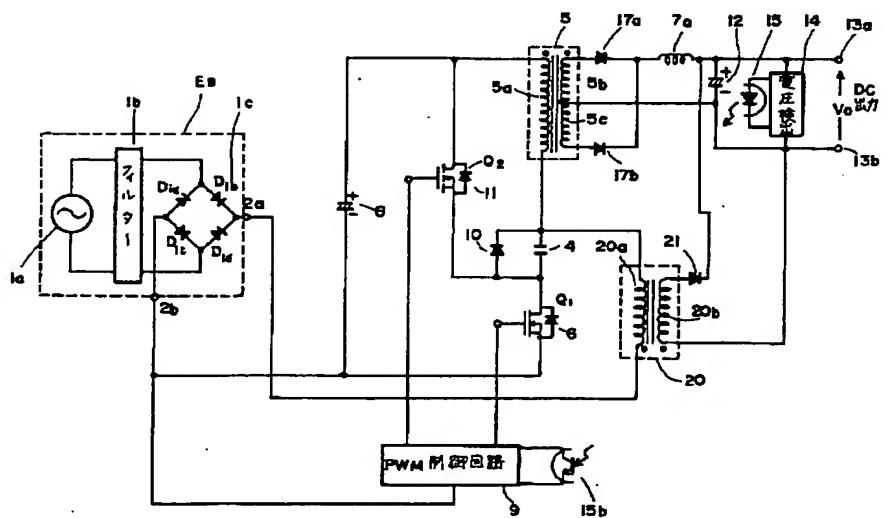
【図11】



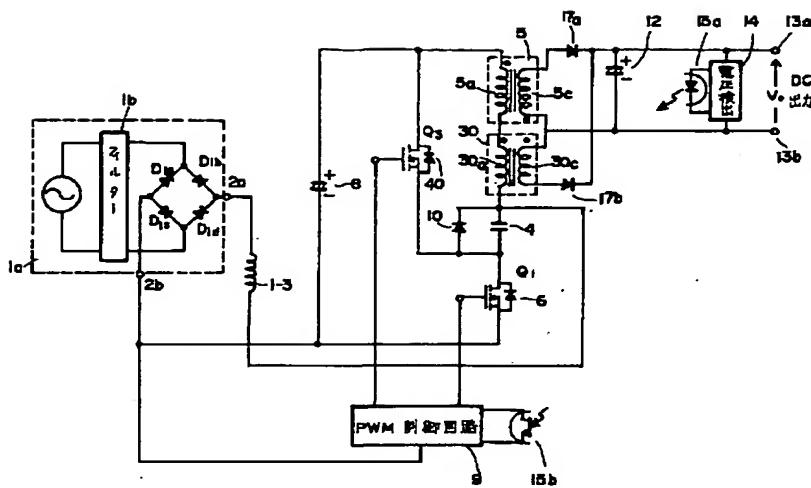
【図12】



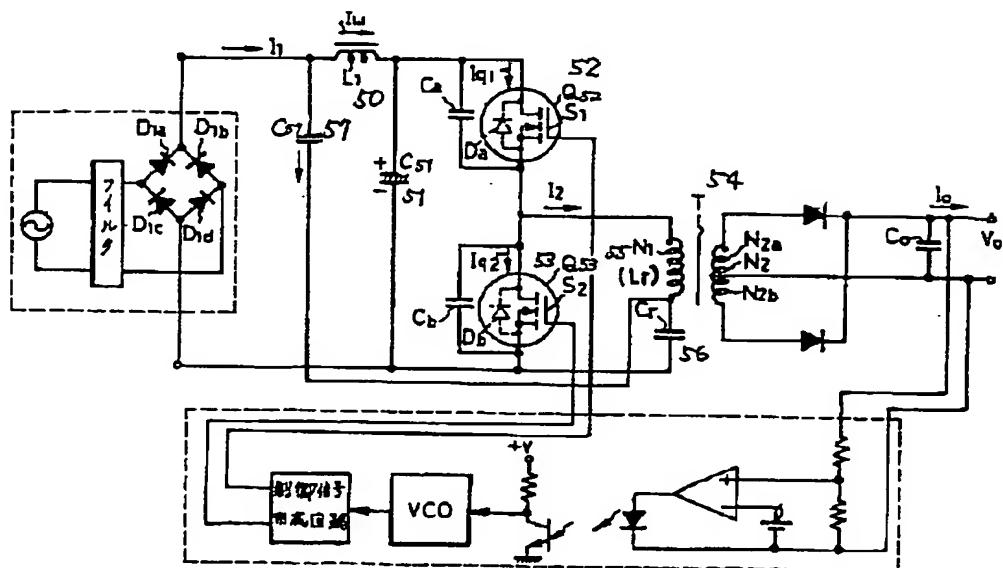
【図13】



【图14】



【図15】



BEST AVAILABLE COPY